



⑬ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 43 29 320 A 1**

⑳ Aktenzeichen: P 43 29 320.4
㉑ Anmeldetag: 31. 8. 93
㉒ Offenlegungstag: 2. 3. 95

⑤ Int. Cl. 6:
H 04 J 15/00
H 04 J 13/02
H 04 L 29/00
H 04 N 7/00
H 04 B 10/00
H 04 B 11/00
H 04 B 13/00
// H 04B 7/28, 7/216,
7/212, 7/208

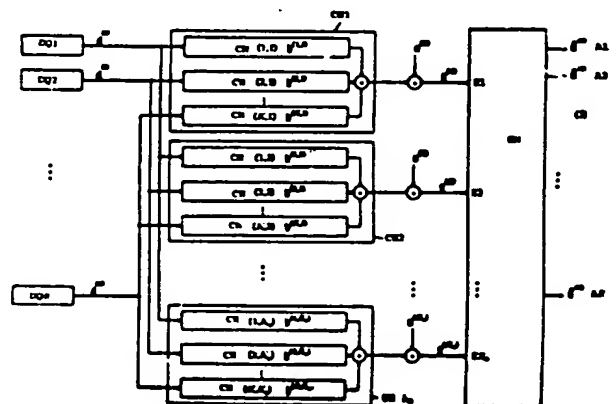
DE 43 29 320 A 1

㉓ Anmelder:
Siemens AG, 80333 München, DE

㉔ Erfinder:
Baier, Paul Walter, Prof. Dr.-Ing., 67661
Kaiserslautern, DE; Blanz, Josef, 66862 Kindsbach,
DE; Jung, Peter, Dr., 67697 Otterberg, DE; Klein,
Anja, 67700 Niederkirchen, DE

⑤4 Verfahren und Einrichtung zur Datenübertragung

⑤7 Für Übertragungssysteme, in denen mehrere Datenquellen gleichzeitig Daten zu einem Empfänger übertragen, und in denen jede Datenquelle gleichzeitig über mehrere Kanäle mit dem Empfänger in Verbindung steht, wird ein Verfahren zum vorteilhaften Auswerten der Gesamtheit der am Empfänger eintreffenden Signale angegeben. Durch das Verfahren, das sich durch Anwenden der Methoden der linearen Schätztheorie ergibt, gewinnt man im Empfänger Schätzungen für die von den einzelnen Datenquellen abgegebenen Daten. Ein Anwendungsgebiet der Erfindung sind zellulare Mobilfunksysteme mit Empfängerantennendiversität und mit dem Vielfachzugriffsverfahren CDMA.



DE 43 29 320 A 1

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Datenübertragung gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1. Weiterhin bezieht sich die Erfindung auf eine Einrichtung zum Durchführen des Verfahrens.

5 Eine derartige Übertragung von Daten liegt beispielsweise in der Aufwärtsstrecke eines digitalen Mobilfunksystems vor, bei dem eine Vielzahl von Mobilstationen mit einer ortsfesten Basisstation kommunizieren kann.

Es ist beispielsweise in J. G. Proakis: Digital Communications, II. Auflage, McGraw-Hill, New York, 1989 beschrieben, wie digitale Funkübertragungssysteme durch äquivalente zeitdiskrete Tiefpaßsysteme beschrieben werden können. Mobilfunkkanäle sind zeitvariant und frequenzselektiv. Zeitvarianz bedeutet, daß die Übertragungseigenschaften des Mobilfunkkanals zeitabhängig fluktuieren und insbesondere, daß der Mobilfunkkanal zeitweise sehr stark gedämpft sein kann. Frequenzselektivität bedeutet, daß die Übertragungseigenschaften des Mobilfunkkanals für unterschiedliche Frequenzen innerhalb der Übertragungsbandbreite unterschiedlich sein können und insbesondere, daß gewisse spektrale Anteile sehr stark gedämpft sein können. Die Frequenzselektivität ergibt sich durch Mehrwegeempfang, das heißt dadurch, daß das gesendete Signal den Empfänger auf mehreren, hinsichtlich Dämpfung und Laufzeit unterschiedlichen Wegen erreicht. Zeitvarianz und Frequenzselektivität wirken sich ungünstig auf die Übertragungsqualität aus. Um trotzdem eine befriedigende Übertragungsqualität zu erzielen, sind bei der senderseitigen Codierung und Modulation sowie bei der empfängerseitigen Signalverarbeitung besondere Techniken erforderlich.

Eine bekannte Möglichkeit, den ungünstigen Eigenschaften des Mobilfunkkanals entgegenzuwirken, besteht darin, am Empfangsort anstelle von nur einer einzigen Antenne eine Mehrzahl von Antennen zu verwenden, die in einer gewissen Entfernung voneinander angeordnet werden. Die Verwendung einer Mehrzahl von Antennen bei einer Funkübertragung ist beispielsweise in B. Beisenkötter: Blaupunkt-Autoradio mit vier Tunern und vier Antennen, Audio Bd. 8/91 (1991), S. 186—187 beschrieben.

Im Falle eines Mobilfunksystems sind von jeder Mobilstation zur Basisstation unterschiedliche Mobilfunkkanäle wirksam. Man kann davon ausgehen, daß in der Regel nicht alle Mobilfunkkanäle gleichzeitig ein besonders ungünstiges Übertragungsverhalten zeigen, so daß gegenüber dem Fall mit nur einer Empfangsantenne eine verbesserte Übertragungsqualität zu erwarten ist. Das Verwenden einer Mehrzahl von Empfangsantennen führt zu einer mehrfachen Empfangsantennendiversität. In der Aufwärtsstrecke eines Mobilfunksystems mit K Mobilstationen und K_a -facher Empfangsantennendiversität sind insgesamt $K \cdot K_a$ Mobilfunkkanäle wirksam.

Man muß davon ausgehen, daß die K Mobilstationen gleichzeitig mit der Basisstation kommunizieren wollen. Deshalb muß man dafür sorgen, daß die von den einzelnen Mobilstationen kommenden Sendesignale im Empfänger separiert werden können. Ein solches Separieren wird durch das Verwenden von Vielfachzugriffsverfahren ermöglicht. Man unterscheidet die eher klassischen Vielfachzugriffsverfahren Frequenzmultiplex (Frequency Division Multiple Access, FDMA) und Zeitmultiplex (Time Division Multiple Access, TDMA) und das moderne Vielfachzugriffsverfahren Codemultiplex (Code Division Multiple Access, CDMA). Diese drei Verfahren können auch in Kombination angewandt werden. Das Vielfachzugriffsverfahren CDMA beruht auf den Prinzipien der Spread-Spectrum-Technik. In CDMA-Systemen unterscheiden sich die K Sendesignale durch die in ihnen enthaltenen CDMA-Codes, die auch Signaturen genannt werden. Die folgenden Betrachtungen betreffen Systeme, die CDMA verwenden. Allerdings ist die Anwendbarkeit des erfindungsgemäßen Verfahrens und der Einrichtung nicht auf CDMA-Systeme beschränkt.

Das bekannte Prinzip zum empfängerseitigen Verarbeiten von CDMA-Signalen im Falle von Mehrwegeempfang ist die Kombination der über die verschiedenen Wege von einem Sender zum Empfänger gelangenden Signale. Ein entsprechender Empfänger wird als RAKE-Empfänger bezeichnet und ist beispielsweise in J. G. Proakis: Digital Communications, II. Auflage, McGraw-Hill, New York, 1989 beschrieben. Es ist weiterhin bekannt, daß RAKE-Empfänger sowohl mit einer einzigen als auch mit mehreren Empfangsantennen betrieben werden können. Dies ist beispielsweise F. Ling: Coherent detection with reference-symbol based channel estimation for direct sequence CDMA uplink communications. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC-93, Secaucus/NJ, USA, 18.—20. Mai 1993, S. 400—403 entnehmbar. RAKE-Empfänger allgemein und damit auch RAKE-Empfänger mit Empfangsantennendiversität haben jedoch die ungünstige Eigenschaft, daß man bei der Detektion des von einem bestimmten Sender k ausgehenden Signals das a-priori-Wissen über die (K-1) Signale der anderen Sender — insbesondere das Wissen über die CDMA-Codes der anderen Teilnehmer — nicht ausnutzen kann, und daß dadurch das Übertragungsverhalten nicht optimal ist. Dies ist unbefriedigend.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, bei der Detektion von empfangenen Signalen in Empfängern mit mehrfacher Empfangsantennendiversität die Übertragungsqualität weiter zu verbessern.

55 Erfindungsgemäß wird die Aufgabe bei dem Verfahren gemäß der Erfindung durch die im Patentanspruch 1 angegebenen Merkmale gelöst. Vorteilhafte Ausführungsformen der Einrichtung zum Durchführen des Verfahrens sind in den Patentansprüchen 17 und 18 angegeben.

Die Erfindung bringt dabei die einzelnen Antennensignale in den Algorithmus des Joint-Detection-Verfahrens direkt ein. Die erfindungsgemäße Lösung der Aufgabe erfolgt durch vorteilhaftes Anwenden der Schätztheorie, die beispielsweise aus A. D. Whalen: Detection of Signals in Noise, Academic Press, New York, 1971 bekannt ist. Bei der Detektion der empfangenen Signale in Empfängern mit mehrfacher Antennendiversität wird dabei das a-priori-Wissen über die Codes aller Empfangssignale zum Verbessern der Übertragungsqualität benutzt.

Ein wichtiger Anwendungsbereich der Erfindung ist der Mobilfunk. Die Erfindung ist jedoch nicht nur in Mobilfunksystemen, sondern beispielsweise auch in vernetzten Glasfaser- und Koaxialleitungssystemen, in drahtlosen lokalen Netzwerken (wireless local area networks) usw. vorteilhaft anwendbar. Überdies kommen als Übertragungsmedien nicht nur elektromagnetische Wellen, sondern beispielsweise auch Ultraschallwellen in Betracht.

Eine Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird im folgenden anhand einer Zeichnung näher

erläutert. Die Figur zeigt ein Datenübertragungssystem mit mehreren Datenquellen und einer Empfangseinrichtung.

Das in der Figur dargestellte Datenübertragungssystem ist beispielsweise als eine Aufwärtsstrecke eines digitalen Mobilfunksystems ausgebildet.

Im folgenden werden komplexe Größen durch Unterstreichen, Folgen, Vektoren und Matrizen durch Fettdruck gekennzeichnet. Die Symbole $(\cdot)^T$, $(\cdot)^*$, $(\cdot)^{-1}$ bedeuten in der aufgezählten Reihenfolge Transposition, komplexe Konjugation und Matrixinversion.

Die von K Datenquellen DQ1 bis DQK ausgehenden Datenfolgen $\underline{d}^{(k)}$ gemäß der Gleichung

$$\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \underline{d}_2^{(k)} \dots \underline{d}_N^{(k)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (1)$$

sollen zu einem Empfänger EM übertragen werden, der K Ausgänge A1 bis AK hat. An jedem der K Ausgänge A1 bis AK soll jeweils eine Schätzung $\underline{d}^{(k)}$ der K gesendeten Datenfolgen $\underline{d}^{(k)}$ mit möglichst geringer Fehlerwahrscheinlichkeit abgenommen werden können. Der Empfänger hat nicht nur einen, sondern insgesamt K_a Eingänge E1 bis EK_a, so daß sich von jeder der K Datenquellen DQ eine Anzahl K_a Kanäle CH1 bis CHK_a zum Empfänger EM ergeben. Bei dem in der Figur dargestellten Datenübertragungssystem entspricht jede der K Datenquellen DQ einer der K Mobilstationen, der Empfänger EM entspricht der Basisstation und die Kanäle CH entsprechen den Mobilfunkkanälen. Die nachfolgenden quantitativen Betrachtungen erfolgen zeitdiskret im Komplexen. Es ist aus J. G. Proakis: Digital Communications, II. Auflage, McGraw-Hill, New York, 1989 bekannt, wie digitale Funkübertragungssysteme durch äquivalente zeitdiskrete Tiefpaßsysteme entsprechend der Darstellung in der Figur beschrieben werden können.

Jede in der Figur durch die Datenquellen DQ dargestellten K Mobilstationen gibt eine Datenfolge $\underline{d}^{(k)}$ nach der Gleichung (1) ab. Die Datenfolge einer jeden Mobilstation wird mit einem mobilstationsspezifischen CDMA-Code $\underline{c}^{(k)}$ nach der Gleichung

$$\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_Q^{(k)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (23)$$

spektral gespreizt und über K_a Mobilfunkkanäle mit den Impulsantworten $\underline{h}^{(k,k_a)}$ nach der Gleichung

$$\underline{h}^{(k,k_a)} = (\underline{h}_1^{(k,k_a)}, \underline{h}_2^{(k,k_a)} \dots \underline{h}_W^{(k,k_a)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (24)$$

zum Empfänger übertragen. Die spektrale Spreizung und die Übertragung über die Mobilfunkkanäle wird in der Struktur nach Fig. 1 in den Kanälen CH zusammengefaßt, die die Impulsantworten $\underline{b}^{(k,k_a)}$ nach den Gleichungen

$$\underline{b}^{(k,k_a)} = (\underline{b}_1^{(k,k_a)}, \underline{b}_2^{(k,k_a)} \dots \underline{b}_B^{(k,k_a)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (2)$$

und

$$\underline{b}^{(k,k_a)} = \underline{c}^{(k)} * \underline{h}^{(k,k_a)}, \quad k = 1 \dots K, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (22)$$

haben. Die Datenfolgen $\underline{d}^{(k)}$ der einzelnen Datenquellen DQ können gemäß der Gleichung

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T}, \underline{d}^{(2)T} \dots \underline{d}^{(K)T})^T = (\underline{d}_1, \underline{d}_2 \dots \underline{d}_{K \cdot N})^T, \quad (5)$$

zu einem Datenvektor \underline{d} zusammengefaßt werden. Der Datenvektor \underline{d} bewirkt am Empfängereingang k_a das Signal $\underline{e}^{(k_a)}$ nach der Gleichung

$$\underline{e}^{(k_a)} = (\underline{e}_1^{(k_a)}, \underline{e}_2^{(k_a)} \dots \underline{e}_{Q \cdot (N-1) + B}^{(k_a)})^T = \underline{A}^{(k_a)} \underline{d} + \underline{n}^{(k_a)} \quad (7)$$

Die Empfangssignale $\underline{e}^{(k_a)}$ aller Empfängereingänge werden nach der Gleichung

$$\underline{e} = (\underline{e}^{(1)T}, \underline{e}^{(2)T} \dots \underline{e}^{(K_a)T})^T = (\underline{e}_1, \underline{e}_2 \dots \underline{e}_{K_a \cdot (Q \cdot (N-1) + B)})^T \quad (8)$$

zum Empfangsvektor \underline{e} zusammengefaßt.

Zum Ermitteln einer Schätzung $\underline{\hat{d}}$ des Datenvektors \underline{d} wird von der Gleichung

$$\underline{\hat{d}} = \underline{M} \cdot \underline{e} \quad (9)$$

ausgegangen. Für die in dieser Gleichung auftretende Matrix \underline{M} ergeben sich mit der Matrix \underline{A} nach der Gleichung

$$\underline{A} = \left(\underline{A}_s^{(1)T}, \underline{A}_s^{(2)T} \dots \underline{A}_s^{(K_s)T} \right)^T, \quad (11)$$

durch Anwenden der Regeln der Schätztheorie nach A. D. Whalen: Detection of Signals in Noise, Academic Press, New York, 1971 die Ausdrücke gemäß Gleichung (14) bis Gleichung (21).

$$\underline{M} = \left(\underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A} + \underline{R}_d^{-1} \right)^{-1} \underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1}, \quad (14)$$

$$\underline{M} = \left(\underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A} - \mu \underline{I} \right)^{-1} \underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1}. \quad (15)$$

$$\underline{M} = \left(\underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{A} + \sigma^2 \underline{R}_d^{-1} \right)^{-1} \underline{A} \cdot \underline{A}^T, \quad (16)$$

$$\underline{M} = \left(\underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{A} - \mu \underline{I} \right)^{-1} \underline{A} \cdot \underline{A}^T, \quad (17)$$

$$\underline{M} = \left(\underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A} \right)^{-1} \underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1}, \quad (18)$$

$$\underline{M} = \left(\underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{A} \right)^{-1} \underline{A} \cdot \underline{A}^T, \quad (19)$$

$$\underline{M} = \underline{A} \cdot \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1}, \quad (20)$$

$$\underline{M} = \underline{A} \cdot \underline{A}^T, \quad (21)$$

Gleichung (14) gibt die allgemeinste Form der Schätzmatrix \underline{M} an. Diese Form der Matrix \underline{M} erhält man im Komplexen analog zur Herleitung in A. D. Whalen: Detection of Signals in Noise, Academic Press, New York, 1971, Kap. 11.5, die im Reellen durchgeführt wurde, siehe dort auch Gleichungen 11 – 13. Dabei wird der dort in Kapitel 11 erläuterte Isomorphismus zwischen reellen und komplexen Zahlen ausgenutzt. Durch Verwenden der Schätzmatrix \underline{M} nach Gleichung (14) wird der mittlere quadratische Schätzfehler (mean square error, MSE) am Ausgang des Datenschätzers minimiert. Ein derartiger Datenschätzer wird auch als Wiener-Filter bezeichnet. Gleichung (15) geht unter der Annahme statistisch unabhängiger Elemente des Datenvektors \underline{d} , d. h. im Falle

$$\underline{R}_d = E \{ \underline{d} \underline{d}^T \} = \mu \underline{I}, \quad (25)$$

aus Gleichung (14) hervor. Die Gleichung (16) geht unter der Annahme statistisch unabhängiger Elemente der Störung \underline{n} , d. h. im Falle

$$\mathbf{R}_n = E \{ \mathbf{n} \mathbf{n}^T \} = \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (26)$$

aus Gleichung (14) hervor. Gleichung (17) geht unter der Annahme statistisch unabhängiger Elemente der Störung \mathbf{n} , siehe Gleichung (26), und statistisch unabhängiger Elemente des Datenvektors \mathbf{d} , siehe Gleichung (25), aus Gleichung (14) hervor.

Liegt kein a-priori-Wissen über die statistischen Eigenschaften der Elemente des Datenvektors \mathbf{d} vor, so muß man davon ausgehen, daß die Streuungen der zu schätzenden Datenelemente über alle Grenzen hinaus wachsen, wie es in K. Brammer, G. Siffing: Kalman-Bucy-Filter — Deterministische Beobachtung und stochastische Filterung. Oldenbourg, München, 1975 angegeben ist. Somit gilt

$$\mathbf{R}_d^{-1} = 0 \cdot \mathbf{I}, \quad (27)$$

Unter dieser Voraussetzung gelangt man ausgehend von Gleichung (14) zu der Schätzmatrix \mathbf{M} , siehe Gleichung (18). Mit Gleichung (26) folgt die Gleichung (19) aus der Gleichung (18).

Aufwandsgünstige Varianten des im Empfänger EM vorhandenen Datenschätzers ergeben sich durch Vernachlässigen des Terms $(\mathbf{A}^T \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{A})^{-1}$ aus Gleichung (18), wodurch die Form der Schätzmatrix \mathbf{M} nach Gleichung (20) entsteht. Ein derartiger Datenschätzer entspricht einem auf die Impulsantworten $\underline{b}^{(k,k_a)}$ signalangepaßten Filter, dem ein Dekorrelationsfilter vorgeschaltet ist. Mit (26) folgt die Gleichung (21) aus der Gleichung (20).

Patentansprüche

1. Verfahren zur Datenübertragung in zeitdiskreten Nachrichtenübertragungssystemen, bestehend aus K Datenquellen (DQ), die jeweils wertdiskrete, komplexe Datenfolgen

$$\underline{d}^{(k)} = (d_1^{(k)}, d_2^{(k)} \dots d_N^{(k)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (1)$$

abgeben, einem Empfänger (EM) mit K_a Eingängen (E) und K Ausgängen (A), $K \cdot K_a$ Kanälen (CH) mit den komplexen Impulsantworten

$$\underline{b}^{(k,k_a)} = (b_1^{(k,k_a)}, b_2^{(k,k_a)} \dots b_B^{(k,k_a)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (2)$$

wobei der Kanal mit der Impulsantwort $\underline{b}^{(k,k_a)}$ die Datenquelle k mit dem Empfängereingang k_a so verbindet, daß das Empfangssignal am Empfängereingang k_a unter Berücksichtigung des additiven Rauschsignals

$$\underline{n}^{(k_a)} = (n_1^{(k_a)}, n_2^{(k_a)} \dots n_{Q \cdot (N-1) + B}^{(k_a)})^T, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (3)$$

mit der Matrix

$$\mathbf{A}^{(k_a)} = \left(\Delta_{ij}^{(k_a)} \right), \quad \begin{array}{l} i = 1 \dots Q \cdot (N-1) + B, \\ j = 1 \dots K \cdot N, \\ k_a = 1 \dots K_a, \end{array} \quad (4a)$$

$$\Delta_{Q \cdot (n-1) + L \cdot V \cdot (k-1) + n}^{(k_a)} = \begin{cases} b_l^{(k,k_a)} & \text{für } \begin{array}{l} k = 1 \dots K, \\ k_a = 1 \dots K_a, \\ l = 1 \dots B, \\ n = 1 \dots N, \\ Q \leq B, \end{array} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (4b)$$

und mit dem Datenvektor

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T}, \underline{d}^{(2)T} \dots \underline{d}^{(K)T})^T = (\underline{d}_1, \underline{d}_2 \dots \underline{d}_{K \cdot N})^T, \quad (5)$$

5 für den eine Schätzung

$$\hat{\underline{d}} = (\hat{\underline{d}}_1, \hat{\underline{d}}_2 \dots \hat{\underline{d}}_{K \cdot N})^T \quad (6)$$

10

zu ermitteln ist, die Form

$$\underline{e}^{(k_a)} = (\underline{e}_1^{(k_a)}, \underline{e}_2^{(k_a)} \dots \underline{e}_{Q \cdot (N-1) + B}^{(k_a)})^T = \underline{A}^{(k_a)} \underline{d} + \underline{n}^{(k_a)} \quad (7)$$

15

hat, dadurch gekennzeichnet, daß im Empfänger (EM) die Komponenten des Vektors \underline{d} mit dem Empfangsvektor

$$\underline{e} = (\underline{e}^{(1)T}, \underline{e}^{(2)T} \dots \underline{e}^{(K_a)T})^T = (\underline{e}_1, \underline{e}_2 \dots \underline{e}_{K_a \cdot (Q \cdot (N-1) + B)})^T \quad (8)$$

20

und der $K \cdot N \times K_a \cdot (Q \cdot (N-1) + B)$ -Matrix \underline{M} aus dem Gleichungssystem

25

$$\hat{\underline{d}} = \underline{M} \cdot \underline{e} \quad (9)$$

30

berechnet werden, wobei die Matrix \underline{M} mit der $K_a \cdot (Q \cdot (N-1) + B) \times K \cdot N$ -Matrix \underline{A} , die sich aus Schätzungen $\underline{A}_s^{(k_a)}$ für die Matrizen $\underline{A}^{(k_a)}$ nach Gleichung (4a), mit gegebenenfalls

35

$$\underline{A}_s^{(k_a)} = \underline{A}^{(k_a)} \quad (10)$$

gemäß

$$\underline{A} = (\underline{A}_s^{(1)T}, \underline{A}_s^{(2)T} \dots \underline{A}_s^{(K_a)T})^T, \quad (11)$$

40

ergibt, dem Faktor μ , der Identitätsmatrix \underline{I} , der Kovarianzmatrix der Datensymbole \underline{d}_n

45

$$\underline{R}_d = E \{ \underline{d} \underline{d}^{*T} \}, \quad (12)$$

50

der Kovarianzmatrix

$$\underline{R}_n = E \{ \underline{n} \underline{n}^{*T} \} \quad (13)$$

55

$K^{CK_a T} T$ und im Falle einer weißen Störung \underline{n} mit der Varianz σ^2 nach der Vorschrift

$$\underline{M} = \underline{A}^{*T}, \quad (21)$$

60

gebildet wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Matrix \underline{M} nach der Vorschrift

$$\underline{M} = \underline{A}^{*T} \underline{R}_n^{-1},$$

65

gebildet wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Matrix M nach der Vorschrift

$$\underline{M} = (\underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1},$$

5

gebildet wird.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Matrix M nach der Vorschrift

10

$$\underline{M} = (\underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A} + \mu \underline{I})^{-1} \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1},$$

15

gebildet wird.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Matrix M nach der Vorschrift

$$\underline{M} = (\underline{A}^T \underline{R}_n^{-1} \underline{A} + \underline{R}_d^{-1})^{-1} \underline{A}^T \underline{R}_n^{-1},$$

20

gebildet wird.

6. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Matrix M nach der Vorschrift

25

$$\underline{M} = (\underline{A}^T \underline{A})^{-1} \underline{A}^T$$

30

gebildet wird.

7. Verfahren nach Anspruch 1 oder Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Matrix M nach der Vorschrift

$$\underline{M} = (\underline{A}^T \underline{A} + \mu \underline{I})^{-1} \underline{A}^T$$

35

gebildet wird.

8. Verfahren nach Anspruch 1 oder Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Matrix M nach der Vorschrift

40

$$\underline{M} = (\underline{A}^T \underline{A} + \sigma^2 \underline{R}_d^{-1})^{-1} \underline{A}^T,$$

45

gebildet wird.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Impulsantworten b^(k,k_a) der Kanäle (CH) zeitdiskrete Faltungsprodukte

50

$$\underline{b}^{(k,k_a)} = \underline{c}^{(k)} * \underline{h}^{(k,k_a)}, \quad k = 1 \dots K, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (22)$$

der quellspezifischen Codes

55

$$\underline{c}^{(k)} = (\underline{c}_1^{(k)}, \underline{c}_2^{(k)} \dots \underline{c}_Q^{(k)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad (23)$$

und der zeitdiskreten Impulsantworten

60

$$\underline{h}^{(k,k_a)} = (\underline{h}_1^{(k,k_a)}, \underline{h}_2^{(k,k_a)} \dots \underline{h}_{N_H}^{(k,k_a)})^T, \quad k = 1 \dots K, \quad k_a = 1 \dots K_a, \quad (24)$$

65

von Übertragungskanälen sind.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß Komponenten der $K \cdot K_a$

Impulsantworten $b^{(k_s)}$ vor dem Bilden der Matrix A null gesetzt werden.

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß die zeitdiskreten Datenfolgen $d^{(k)}$ nach Gleichung (1) Ausschnitte aus Datenfolgen mit mehr als N Elementen sind.

12. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß bei einer wiederholten Übertragung von Datenfolgen d diese Datenfolgen stets aus denselben K Datenquellen (DQ) stammen.

13. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß bei einer wiederholten Übertragung von Datenfolgen d diese Datenfolgen aus einer Anzahl $K' \geq K$ Datenquellen (DQ) hervorgehen, von denen wechselweise jeweils eine Anzahl K aktiv ist.

14. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Schätzungen $A_s^{(k_s)}$ im Empfänger (EM) aufgrund von Signalen gewonnen werden, die die Datenquellen (DQ) zusätzlich zu den Datenfolgen $d^{(k)}$ in die Kanäle (CH) einspeisen.

15. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Schätzungen $A_s^{(k_s)}$ nach im Empfänger (EM) aufgrund der gesendeten Datenfolgen $d^{(k)}$ gewonnen werden.

16. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die K Datenquellen (DQ) Symbole $d_n^{(k)}$ aus unterschiedlichen Symbolalphabeten ausgeben.

17. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß die K Datenquellen (DQ) Symbole $d_n^{(k)}$ aus demselben Symbolalphabet ausgeben.

18. Einrichtung zum Durchführen des Verfahrens nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zum Bestimmen der Schätzung \hat{d} die Empfangsfolge e digitalen Filtern zugeführt wird.

19. Einrichtung zum Durchführen des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 17, dadurch gekennzeichnet, daß zum Bestimmen der Schätzung \hat{d} die Empfangsfolge e durch eine digitale Recheneinheit verarbeitet wird.

20. Einrichtung nach Anspruch 18 oder Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangsfolge e zunächst gespeichert und dann einer Weiterverarbeitung zugeführt wird.

21. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 20, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangsfolge e einer Verarbeitung zugeführt wird, die in Echtzeit erfolgt.

22. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 21, dadurch gekennzeichnet, daß Filteroperationen im Frequenzbereich durchgeführt werden.

23. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 22, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung im Basisband erfolgt.

24. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 23, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung in einem Trägerfrequenzbereich erfolgt.

25. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 24, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung akustisch erfolgt.

26. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 24, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung elektromagnetisch erfolgt.

27. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 24, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung optisch erfolgt.

28. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 24, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung pneumatisch erfolgt.

29. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 28, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung leitungsgebunden erfolgt.

30. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 28, dadurch gekennzeichnet, daß die Übertragung nicht leitungsgebunden erfolgt.

31. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 30, dadurch gekennzeichnet, daß die Datenfolge d ein Sprachsignal repräsentiert.

32. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 31, dadurch gekennzeichnet, daß die Datenfolge d ein Bildsignal repräsentiert.

33. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 31, dadurch gekennzeichnet, daß die Datenfolge d primär digital vorliegende Information präsentiert.

34. Einrichtung nach einem der Ansprüche 18 bis 31, dadurch gekennzeichnet, daß die Datenfolge d ein digitalisiertes Analogsignal repräsentiert.

Hierzu 1 Seite(n) Zeichnungen

